

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département : Electromécanique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Par

➤ **TOUATI ABDERAOUF**

Intitulé

***Commende pare mode glissent des convertisseurs
DC /DC Buck***

Soutenu le :

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M.</i>	<i>MCB</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>ADEL CHOUDAR</i>	<i>...</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M.</i>	<i>....</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2021/2022

Remerciements

En tout premier lieu, je remercie ALLAH qui nous avoir donné l'aide, le
Courage, le pouvoir et la patience pour finaliser ce travail

Je remercie également tous les membres de jury d'avoir accepté d'examiner
Ce travail Je ne peux pas oublier mes enseignants et mon encadreur pour leurs
Efforts durant toutes mes années d'étude Dans l'université et pour leur soutien
Durant la réalisation de ce mémoire.

Enfin je remercie toute personne de près ou de loin qui a participé pour rendre
Ce travail Réalisable et présentable.

Je vifs remerciements s'adressent également à tous les membres de nos
Familles notamment

Mes parents pour leur aidée pour leur soutien précieux

Dédicace

Je dédie cet humble travail à ma famille

A mes chers parents, pour leurs sacrifices, leur amour, leur soutien et leurs

Prières tout au long de mes études.

A mes frères

A mes chères sœurs

A toute mes amies

Surtout mes collègues de la promotion 2021

A vous.

Touati Abderaouf

Liste des figures

- Figure I.1** : Principe de base d'un hacheur (continu –continu). **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig.1.2** Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension [8]. **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig.1.3** Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant. **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig.1.4** Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant et en tension. **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig.I.5** le principe d'un convertisseur DC-DC non réversible **Erreur ! Signet non défini.**
- I .3. Eléments constitutifs d'un hacheur** **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure I.6** : Symbole des Transistors MOSFET **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure I.7** : Symbole d'un Thyristor SCR **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure I.8** : Symbole des Transistor bipolaire BJT de type NPN et PNP ... **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure I.9** : Symbole d'un Transistor bipolaire à grille isolée IGBT **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure I.10.** Formes d'onde du courant de la bobine : (a) CCM, (b) DCM **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig. (I.10)** : schéma de principe d'un hacheur Buck. **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1.11.** Formes d'ondes du convertisseur Buck **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure (I.12)** : schéma de principe d'un hacheur Boost. **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure I.13.** Formes d'ondes du convertisseur Boost **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig. II.1.** Convertisseur Buck **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig. II.2.** Schéma équivalent du convertisseur Buck avec interrupteur fermé. **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig. II.3.** Schéma équivalent du convertisseur Buck avec interrupteur ouvert. **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig.II.4.**Fonction de transfert statique du convertisseur Buck. **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig. II.5.** Commande en Boucle Ouvert du convertisseur Buck **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig. II.6.** Réponse en boucle ouverte convertisseur Buck **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig. II.7.** Convertisseur Boost **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig. II.6.1.** Schéma équivalent du convertisseur élévateur avec interrupteur fermé. **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig. II.6.2.** Schéma équivalent d'un convertisseur élévateur avec interrupteur ouvert **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig.II.7.** Fonction de transfert statique du convertisseur Boost. **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig. II.8.** Commande en BO du convertisseur Boost **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig. II.9.** Réponse en boucle ouverte convertisseur Boost **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig.III.1.** Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase. **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig.III.2.**Commande par mode glissant des convertisseurs **Erreur ! Signet non défini.**
- Fig. (III.3).** Commande en courant du Convertisseur Buck. 1) hystérésis 2) MLI pour $y = x1$.. **Erreur ! Signet non défini.**

Fig.III.4. Réponse en boucle fermée. 1) hystérésis pour $y= x1$ **Erreur ! Signet non défini.**
Fig.III.5. Réponse en boucle fermée. 2) MLI pour $y= x1$ **Erreur ! Signet non défini.**
Fig.III.7. Réponse en boucle fermée. 1) hystérésis pour $y= x2$ **Erreur ! Signet non défini.**
Fig.III.8. Réponse en boucle fermée. 2) MLI pour $y=x2$ **Erreur ! Signet non défini.**

Symboles et Abréviations

V_{in} : Tension de ligne

V_0 : Tension de sortie.

i_L : Courant de ligne.

L : Inductance de ligne.

C : Condensateur.

R : Résistance de charge.

u_{av} : Commande moyenne.

U : Valeur constante.

\bar{x}_1 Valeur moyenne de courant.

\bar{x}_2 : Valeur moyenne de tension..

Vd : Tension moyenne désiré.

x : Valeur instantané.

\dot{x} : Dérive de temps

V : Fonction de Lyapunov

e : Erreur dynamique.

s : Surface de glissement.

λ : Constante positif.

r : Degré relatif

y : Sortie de système.

Abréviations :

SMC : Commande par mode glissant.

MLI : Modulation à largeur d'impulsion.

BO : Boucle ouverte.

BF: Boucle fermé.

MCC : Mode de conduction continu

MCD : Mode de conduction discontinu

DC-DC : Continu-continu

GTO : Thyristor à extinction par la gâchette (GateTurn-Off Thyristor).

MOSFET : Transistor à effet de champ à grille isolée (MetalOxideSemiConductor Field Effect Transistor) .

IGBT : Transistor bipolaire à grille isolée (InsulatedGateBipolar Transistor).

SOMMAIRE

Chapitre I : Généralité sur les convertisseurs DC/DC

Induction générale.....	Erreur ! Signet non défini.
Introduction	Erreur ! Signet non défini.
I.1 Rôle et Application des convertisseurs DC/DC.....	Erreur ! Signet non défini.
I .2 Types des hacheurs	Erreur ! Signet non défini.
I.2.1 Les hacheurs réversibles	Erreur ! Signet non défini.
I.2.1.a). Hacheur réversible en tension (deux quadrants).....	Erreur ! Signet non défini.
I.2.1.b).hacheur réversible en courant (deux quadrants) :	Erreur ! Signet non défini.
I.2.1.c).hacheur réversible en courant et en tension (quatre quadrants) :.....	Erreur ! Signet non défini.
I.2.2 Les hacheurs non réversibles	Erreur ! Signet non défini.
I.2.2.a). Les hacheurs à liaison directe qui associent deux sources de nature différentes : ..	Erreur ! Signet non défini.
I.2.2.b) Les hacheurs à liaison indirecte ou à accumulation:.....	Erreur ! Signet non défini.
I .3. Eléments constitutifs d'un hacheur	Erreur ! Signet non défini.
I .3.1) Générateur :	Erreur ! Signet non défini.
I .3.2) Interrupteur command able :	Erreur ! Signet non défini.
I.4. Modes de fonctionnement des convertisseurs DC-DC.....	Erreur ! Signet non défini.
I.5 Convertisseurs Buck.....	Erreur ! Signet non défini.
I.6 Convertisseur Boost.....	Erreur ! Signet non défini.
I.7.Conclusion	Erreur ! Signet non défini.

Chapitre II : Modélisation des convertisseurs DC/DC (Buck-boost)

Introduction	Erreur ! Signet non défini.
II.1 modélisation du Convertisseurs Buck (abaisseur)	Erreur ! Signet non défini.
II.1.1 Modèle du convertisseur	Erreur ! Signet non défini.
II.1.2 Modèle moyen.....	Erreur ! Signet non défini.
II.1.3 Point d'équilibre.....	Erreur ! Signet non défini.
II.2. simulation.....	Erreur ! Signet non défini.
II.2.1 résultat de simulation.....	Erreur ! Signet non défini.
II.2.2Point d'équilibre désiré.....	Erreur ! Signet non défini.

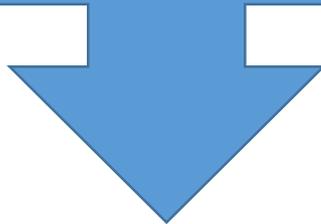
II.3 Convertisseur Boost	Erreur ! Signet non défini.
II.3.1 Modèle du convertisseur	Erreur ! Signet non défini.
II.3.2 Modèle moyen	Erreur ! Signet non défini.
II.3.3 Point d'équilibre	Erreur ! Signet non défini.
II.4 simulation	Erreur ! Signet non défini.
II.4.1 résultat de simulation	Erreur ! Signet non défini.
II.4.2 Point d'équilibre désiré	Erreur ! Signet non défini.
II.5 Conclusion	Erreur ! Signet non défini.

Chapitre III : Commende pare mode glissent des convertisseurs Buck DC_DC

Introduction	Erreur ! Signet non défini.
III.1 Principe de la commande par mode glissant	Erreur ! Signet non défini.
III.1.1.mode de convergence (MC) :	Erreur ! Signet non défini.
III.1.2.Mode de glissement (MG) :	Erreur ! Signet non défini.
III.1.3.Mode du régime permanent (MRP) :	Erreur ! Signet non défini.
III.2 Conception de la commande par mode glissant	Erreur ! Signet non défini.
III.2.1 Choix de la surface de glissement	Erreur ! Signet non défini.
III.2.2 fonction de commutation	Erreur ! Signet non défini.
III. 3 Fonction de Lyapunov	Erreur ! Signet non défini.
III.4 Commande équivalente :	Erreur ! Signet non défini.
III.5 Dynamique idéale	Erreur ! Signet non défini.
III.6 Application de la commande SMC	Erreur ! Signet non défini.
III.7.1 application pour le convertisseur Buck	Erreur ! Signet non défini.
III.7.2 simulation avec résultat convertisseur Buck	Erreur ! Signet non défini.
III.8.Conclusion	Erreur ! Signet non défini.

Chapitre I

***Généralité sur les
convertisseurs DC/DC***



Induction générale

L'électronique de puissance prend une place de plus en plus importante dans les systèmes de conversion d'énergie électrique, cette énergie associée a les convertisseurs continu - continu ou appelés DC-DC constituent une partie essentielle des alimentations de puissance, créent une partie assez importante de la chaîne de conversion. Les applications à différents niveaux de puissance dans les domaines spécialement les applications domestiques (téléphonie mobile, ordinateurs, électroménager, etc.), les énergies renouvelables (panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes, etc.), les systèmes hybrides. Les convertisseurs continu-continu ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe, la tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée. Ils offrent les avantages suivants, en comparaison à un régulateur linéaire, pour une puissance équivalente : les rendements de plus en plus élevés (habituellement de 92% à 98%) correspondent à la diminution des pertes énergétiques, poids et coûts réduits et moins encombrant pour un Echauffement amoindri et leur Fiabilité [1].

Une particularité reçoit pour Un convertisseur de puissance c'est un système à structure variable périodique et non linéaire et variant dans le temps, puisqu'ils présentent plusieurs états possibles au cours d'une période de découpage [9]. La modélisation intéresse à analyser son comportement dynamique pour contrôler le correcteur adapté, et être compliqué par ce que l'état immédiat de interrupteur commandé attaché à la topologie des éléments dynamiques du système strictes. C'est pour cela quand exigences sur la précision et autres particuliers dynamiques des systèmes sont réduites les lois de commande traditionnel peuvent être insuffisantes car sera non robustes et compliquée a utilisé, donc on doit faire appliquer des lois de commande que ne peu adapté aux variations des paramètres, et les perturbations et non linéarités [2] [8].

Pour un but est un objectif visé dans cette étude d'appréhender de la commande des convertisseurs DC/DC en utilisant une technique appelée commande par mode glissant, principe de ce dernier est d'obliger les trajectoires du système à prendre une surface donnée (surface de glissement), pour ensuite y rester, on appliquant cette commande aux convertisseurs DC/DC pendant un déroulement de trois chapitre.

Dans le premier chapitre, nous présenterons de généralité sure les convertisseurs DC/DC basé sur les deux type (Buck, Boost), leur rôle et application, leur topologie et le fonctionnement d'une manière générale ;

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons la modélisation de convertisseur DC/DC (Buck), obtenir le modèle commuté, le modèle moyen, après les points équilibres obtenus en termes des valeurs moyennes des tensions de sortie

Dans le troisième chapitre, nous allons étudier la commande par mode glissant aux convertisseurs DC/DC, pour assurer aux convertisseurs une bonne performance à des points de fonctionnement désirés.

Introduction

Les hacheurs ou convertisseurs (continu –continu) ou commercialement appelés DC-DC sa fonction est La conversion est le transfert de puissance d'une source ver la charge, en convertissant la tension et le courant d'une tension (et/ou) et d'une fréquence destinées à une autre généralement, Il faut un contrôleur pour gérer la évolution de transfert de puissance pour un rendement élevé [1]. Le maintien de rendements élevés est nécessaire pour éviter la consommation d'énergie et pour éviter la surchauffe de Composants électroniques, les applications convertisseurs sa dépend aux différents niveaux de puissance peut-être (faibles, moyennes, fortes) [8].

Il Ya deux types de convertisseurs continu-continu, le premier isolés avec un transformateur que l'on appelle « alimentations à découpage », comme on a dit présidant pour les petites puissances de la conversion DC/DC (cas des alimentations du PC...).et le deuxième type non isolés son simplement « les hacheurs », qu'ils soient abaisseurs ou élévateurs (dévolteurs ou survolteurs), qui correspondent aux applications moyennes et fortes puissances [10]. dans ce chapitre en va nous présenterons le rôle est quelque s'exemple d'application des convertisseurs, et en parle sur des généralités pour deux type de convertisseur, Buck (abaisseur) et convertisseur Boost (élevateur) a la topologie de circuit de convertisseurs varie entre une configuration à un transistor unique, la figure I.1 present le principe de base d'un convertisseur.

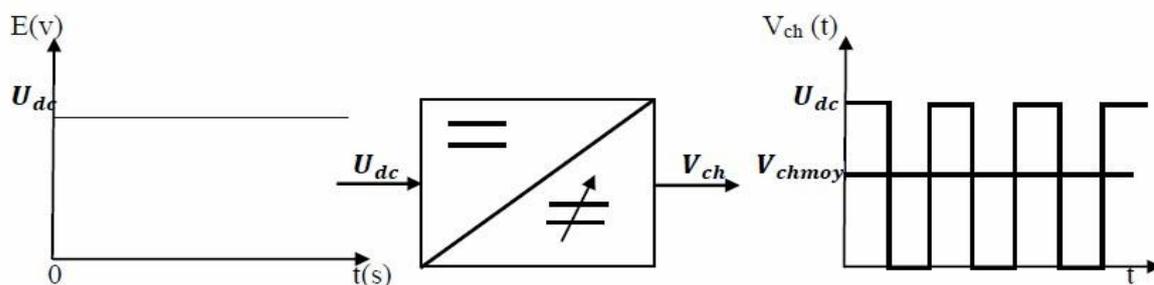


Figure I.1 : Principe de base d'un hacheur (continu –continu).

I.1 Rôle et Application des convertisseurs DC/DC

En base dans la conversion de puissance sur le rendement qui doit être élevé pour ne pas dissiper les pertes de la puissance et pour n'échauffer pas les composants électroniques, est ce pour cela la conversion de puissance échangée doit être effectuée avec des composants de stockage d'énergie (inductances et condensateurs) et les commutateurs est attachent au niveau de la puissance (watt ou kilowatts) à convertir ou à commander. Pour les MOSFETS (transistor à effet de champ d'oxyde de métal) sont utilisés pour les puissances petites (quelques watts) et les IGBTs (transistors bipolaires à gâchette isolée) pour les grandes puissances, pour les thyristors utilisés en générale dans tous les cas et il peut autoriser dans les grandes niveaux de puissance [3].

Les convertisseurs sont procédent par découpage d'une grandeur à l'entrée continue, tension ou courant et dont la grandeur de sortie est sera continue ou à faible ondulation [8].

Dans les applications des convertisseurs pour les équipements portables en trouve que les niveaux de puissance vont de moins d'un watt, ou centaine de watts dans les alimentations des ordinateurs de bureau, dans la commande des moteurs à vitesse variable en parle des Kilowatts ou mégawatts, et plus que sa dans les centrales électriques du secteur [2]. Parmi l'utilisation des hacheurs ou les convertisseurs a les moteur à courant continu (MCC) pour la variation de vitesse, même pour les engins de moyenne remorquage, comme le métro, son basé sur l'ensemble hacheurs-moteurs (DC-DC) par exemple La première génération de TGV [10]. En trouve L'électronique de conversion entre les batteries (la source d'énergie en général) et l'ensemble des blocs constitutifs du système quand en va le considéré comme un exemple, des circuits électroniques numériques et analogiques, des écrans des actionneurs, des claviers, etc. en trouve que 5 à 6 ou plus des niveaux de tension peuvent trouver dans un ordinateur portable et on a aussi des hacheurs pour l'équipement destinés à l'utilisation de l'énergie éolienne ou solaire [3]. Dans notre travail en va s'intéresse à des très basses puissances, pour le rendement et le volume du convertisseur sont critiques, dans le cas général les convertisseurs DC-DC faire des modifications de niveau de tension (élever ou abaisser) et réguler la tension.

I.2 Types des hacheurs

Il avait deux catégories des hacheurs Réversibles et irréversibles, qui ne donnent des avantages pour noter application comme l'inversion du sens rotation et le freinage des moteurs électriques [10].

I.2.1 Les hacheurs réversibles

Ce sont des hacheurs qui assurent une réversibilité en tension ou en courant Ce style on peut le trouvé dans les systèmes d'entraînements électriques, et quand on applique un freinage pour un moteur électrique se dernier va comporter comme un génératrice, donc il ne donne un renvoi d'énergie [8], Dans cette catégorie, on distingue trois types :

I.2.1.a). Hacheur réversible en tension (deux quadrants)

C'est quand les valeurs de la tension appliquée ver la charge peut être positive ou négative, comme le cas de freinage d'un moteur(MCC) par récupération dans le deuxième sens de rotation (génératrice) la figure(I.2) présente ce type [3].

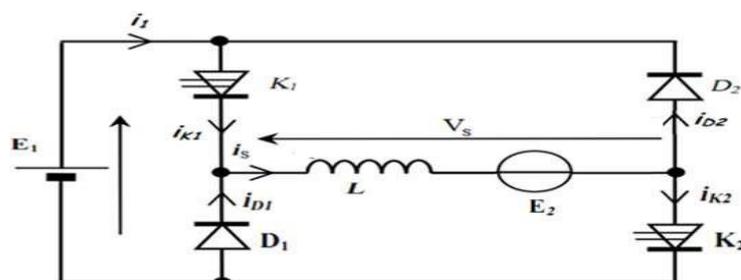


Fig.1.2 Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension [8].

I.2.1.b).hacheur réversible en courant (deux quadrants) :

C'est quand les valeurs de le courant appliquée ver la charge peut être positive ou négative, et employé dans le cas d'un moteur (MCC) dans un sens de rotation avec freinage par récupération [3], la figure(I.3) présent ce type [8].

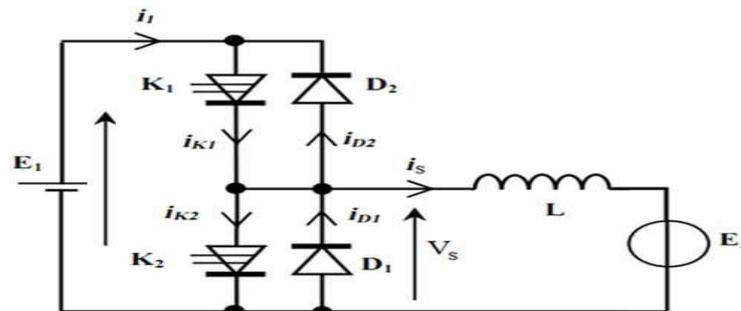


Fig.1.3 Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant.

I.2.1.c).hacheur réversible en courant et en tension (quatre quadrants) :

Dans ce cas le courant et la tension peuvent prendre des valeurs positive et négative comme present la figure (I.4)

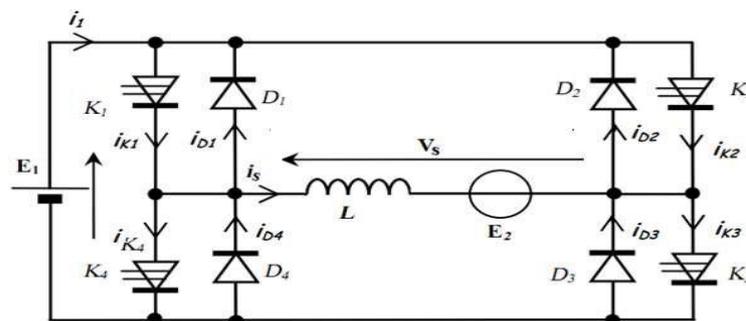


Fig.1.4 Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant et en tension.

I.2.2 Les hacheurs non réversibles

Les hacheurs non réversibles admettent un transfert de l'énergie électrique d'un seul sens uniquement de la source vers la charge (Fig.I.5) [8], on a pour cette catégorie a savoir le type des sources de l'entrée et de la sortie, on distingue deux sous-catégories :

I.2.2.a). Les hacheurs à liaison directe qui associent deux sources de nature différentes :

- Le hacheur série ou hacheur dévolteur (buck converter).
- Le hacheur parallèle ou hacheur survolteur (boost converter).

I.2.2.b) Les hacheurs à liaison indirecte ou à accumulation qui associent deux sources de même nature :

- Le hacheur à stockage inductif ou parallèle -série (buck-boost converter).

- Le hacheur à stockage capacitif (Cük, SEPIC et Zeta).

Dans notre travail en va détaillée que deux types Hacheurs à liaison directe pour le hacheur série ou convertisseurs (Buck), le hacheur parallèle ou hacheur survolteur convertisseurs (boost), la Fig.I.5 présent le principe d'un convertisseur DC-DC non réversible

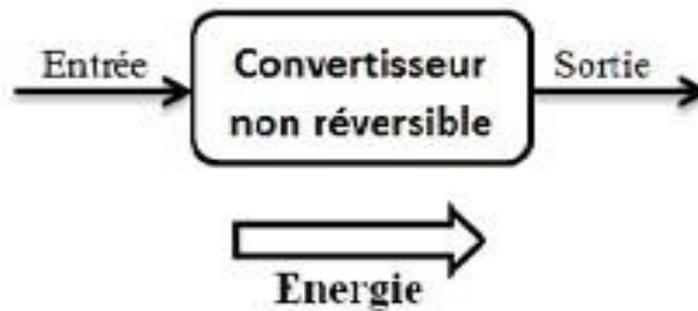


Fig.I.5 le principe d'un convertisseur DC-DC non réversible

I .3. Eléments constitutifs d'un hacheur

I .3.1) Générateur :

Le générateur c'est la source de tension fournie à l'entrée de surcircuit d'hacheur, cette tension doit être constante son voire la valeur du courant débité, il y'avais des sources qui peuvent assurer la tentions constant comme, Pile ou batterie ou Alimentation stabilisée et une Source de courant (machine ou transformateur) avec condensateur suffisamment grande mise en parallèle [3].

I .3.2) Interrupteur command able :

L'interrupteur command able de nature semi-conducteurs à avec l'existence de borne de commande, son principe de fonctionnement est assurée à remettre conducteur ou à bloquer l'élément commutateur, pour Le choix de ce dernier modifie a des nombreux épreuves.

Parmes ces épreuves quand la tension maximale et le courant direct maximal pouvant être bloquée en permanence et accidentellement, lors de fermeture ON s'accompagne avec une chute de tension directe, il Ya une fréquence de commutation entre les états de fermeture et d'ouverture

Dans le domaine de l'industrie on trouve des nombreux semi-conducteurs de puissance comme :

***Transistor à effet de champ MOSFET « Metal Oxyd Silicon – Filed Effect Transistor» :**

Il base principe ment à l'ouverture et la fermeture, avec la présence d'une tension entre sa grille et sa source la figure(I.6) indique son symbole [10].

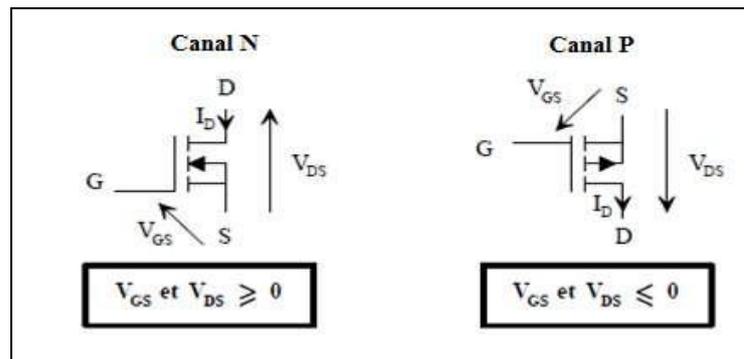


Figure I.6 : Symbole des Transistors MOSFET

* **Le Thyristor SCR « Silicon Controlled Rectifier »**: il base principe ment à la fermeture seulement, quand a un courant à sa gâchette avec faibles fréquences de commutation, et une grande résistance a des grandes puissances la figure(I.7) indique son symbole.

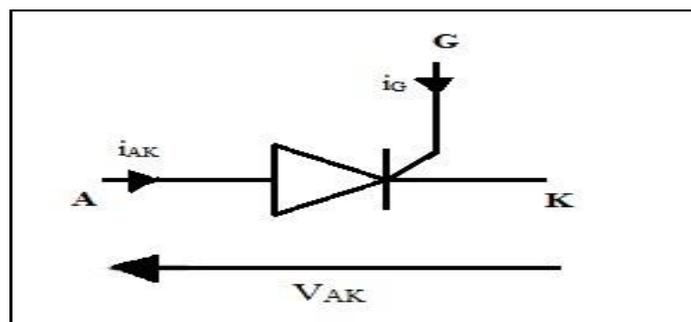


Figure I.7 : Symbole d'un Thyristor SCR

* **Transistor bipolaire BJT « Bipolar Junction Transistor »**: C'est un interrupteur command able à la fermeture et à l'ouverture, a l'existons d'un courant à sa base a une bonne résistance a des moyennes puissances et des fréquences de commutation, comme l'indique la figure(I.8).

* **Transistor bipolaire à grille isolée IGBT « Insulated Gate Bipolar Transistor »**: C'est un interrupteur command able à la fermeture et à l'ouverture, a l'existons d'une tension entre sa grille et son émetteur, Il est pour des grandes puissances et des moyennement fréquences de commutation, On le trouve spécialement dans le domaine de traction électromécanique. Il arrange entre les avantages du BJT et MOSFET pour donner un bon arrangement comme l'indique la figure(I.9).

Il y a aussi d'autres semi-conducteurs non cités par mes :

- Thyristor à grille contrôlable à la fermeture GTO (Gate-Turn-Off thyristor).
- Thyristor contrôlable par grille intégrée IGCT (Integrated-Gate-Controlled Thyristor).

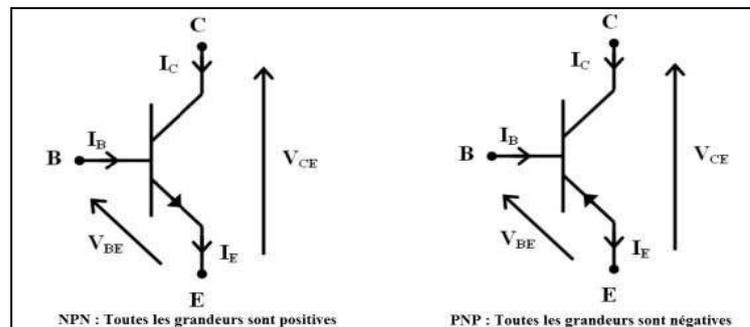


Figure I.8 : Symbole des Transistor bipolaire BJT de type NPN et PNP

- Transistor statique à induction SITs (Static Induction Transistor).
- Thyristor contrôlable à oxyde de silicium MCTs (MOS-Controlled Thyristor).

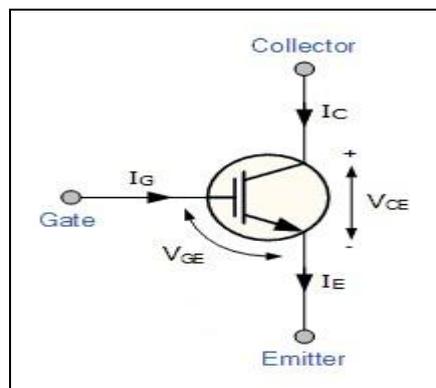


Figure I.9 : Symbole d'un Transistor bipolaire à grille isolée IGBT

I.4. Modes de fonctionnement des convertisseurs DC-DC

Les modes de fonctionnement des convertisseurs DC-DC classifiés selon deux mode : mode de conduction continue (CCM en anglais : Continuous Conduction Mode) quand le courant passant à la bobine ne s'annule pas sur une période de fonctionnement comme le montre la Figure (I.10.a), et pour mode de conduction discontinue (DCM en anglais : Discontinuous Conduction Mode) ces quand le courant traversant la bobine s'annule avant la fin de la période de fonctionnement, comme le montre la Figure (I.10).

Ces modes CCM ou DCM ils sont une relation avec point de fonctionnement du convertisseur et peuvent chacun être représentés par un modèle continu ou bien discret, généralement en considéré la conduction continue [9].

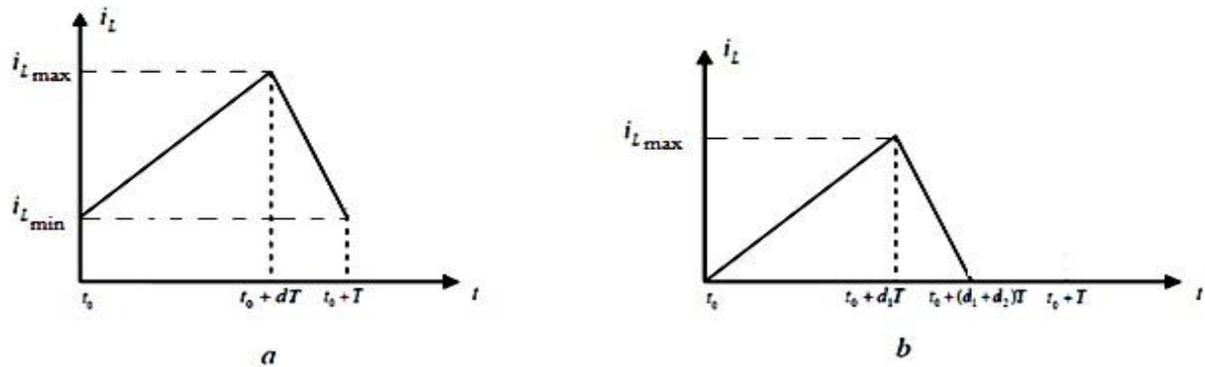


Figure I.10. Formes d'onde du courant de la bobine : (a) CCM, (b) DCM

I.5 Convertisseurs Buck

Le convertisseur Buck (abaisseur) qui est classée (classe des chopper ou classe des atténuateurs) ou peut appeler hacheur série, on l'applique dans la conversion de la tension d'entrée V_{in} à une tension de sortie V_o inférieure on dit que c'est un convertisseur abaisseur. La (Fig. I.10) présente la Topologies de convertisseur Buck est constitué d'un interrupteur de puissance actif (bidirectionnel) S , d'une diode D , d'un élément de stockage inductif d'énergie L et d'un élément de stockage capacitif d'énergie C . Dans ce schéma, V_{in} désigne la tension d'entrée, V_o la tension de sortie, et R représente une charge résistive.

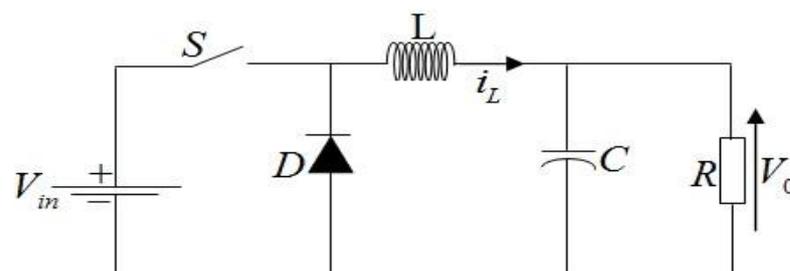


Fig. (I.10) : schéma de principe d'un hacheur Buck.

Le schéma montré en Fig. (I.10) Quand l'interrupteur passant pendant la fraction DT de la période de découpage T , la diode D se bloque et assure la continuité du courant dans l'inductance, la source d'entrée fournit de l'énergie à la charge et à l'inductance L qui en charge et emmagasine de l'énergie, Au cours de l'état bloqué de l'interrupteur S et la conduction de la diode D , l'énergie emmagasinée dans l'inductance est transférée à la charge. Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées sur la figure (I.11) [11].

Pendant le mode de conduction continue, la fonction de transfert du convertisseur abaisseur en régime permanent est donné par :

$$u = \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_0}{V_{in}} \quad (I.1)$$

On à V_{in} est la tension d'entrée et V_0 la tension de sortie et t_{on} le temps de fermeture de l'interrupteur S et T la période de commutation, Si on néglige les pertes on a la puissance d'entrée $P_{in} = I_{in}V_{in}$ égale à la puissance de la charge $P_0 = I_0V_0$ donc :

$$\frac{I_0}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{V_0} = \frac{1}{u} \quad (I.2)$$

$$V_0 = u \cdot V_{in} \quad (I.3)$$

On conclut que la tension de sortie varie donc linéairement avec le rapport cyclique u qui compris entre (0 et 1) donc la tension de sortie V_0 , est toujours inférieure à la tension d'entrée V_{in} [1].

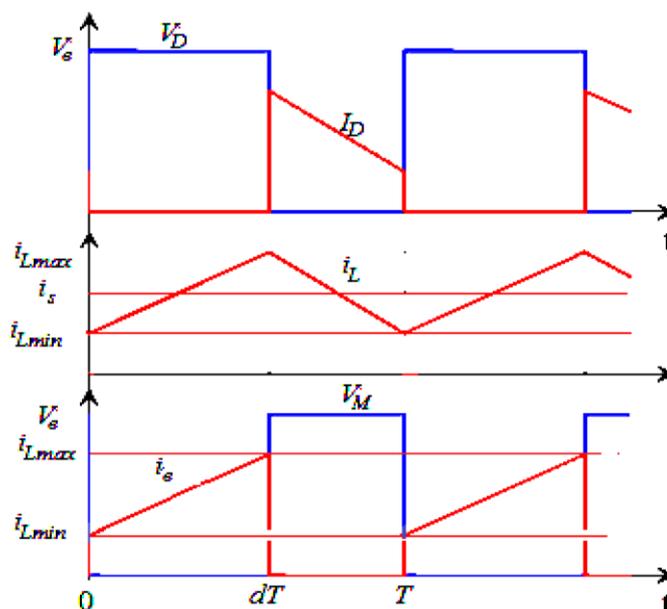


Figure 1.11. Formes d'ondes du convertisseur Buck

I.6 Convertisseur Boost

Le circuit du convertisseur (élévateur) est montré sur la (Fig. I.12), Ce dernier est un convertisseur survolteur, connu aussi sous le nom de « Boost » ou hacheur parallèle appelé aussi convertisseur (survolteur), convertit une tension d'entrée (V_{in}) en une tension de sortie (V_0) plus élevée.

On utilise un convertisseur Boost lorsqu'on désire augmenter la tension disponible d'une source continue la valeur de la tension convertie est commandée par l'ouverture et de la fermeture de l'interrupteur(S) constitué de même élément convertisseur Buck.

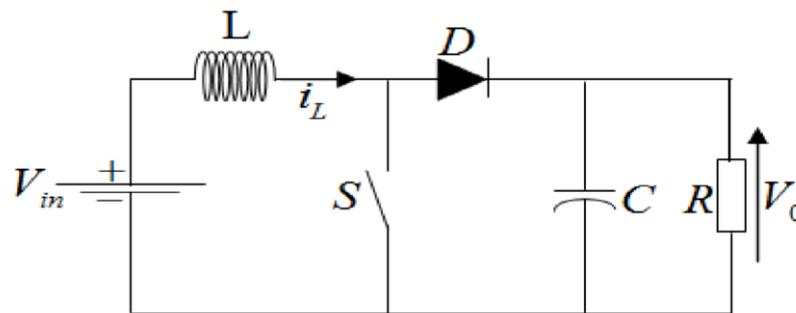


Figure (I.12) : schéma de principe d'un hacheur Boost.

Lorsque l'interrupteur S est fermé pendant la fraction du temps dT de la période de découpage T, l'inductance L emmagasine de l'énergie jusqu'à la fin de la première période et la charge est déconnectée de la source, et lorsque S est ouvert l'inductance se trouve en série avec le générateur et sa tension s'additionne à celle du générateur (effet survolteur) Il va faire un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la charge.

Les formes d'ondes en MCC (mode de conduction continue) sont représentées sur la figure (I.13) [1] [11].

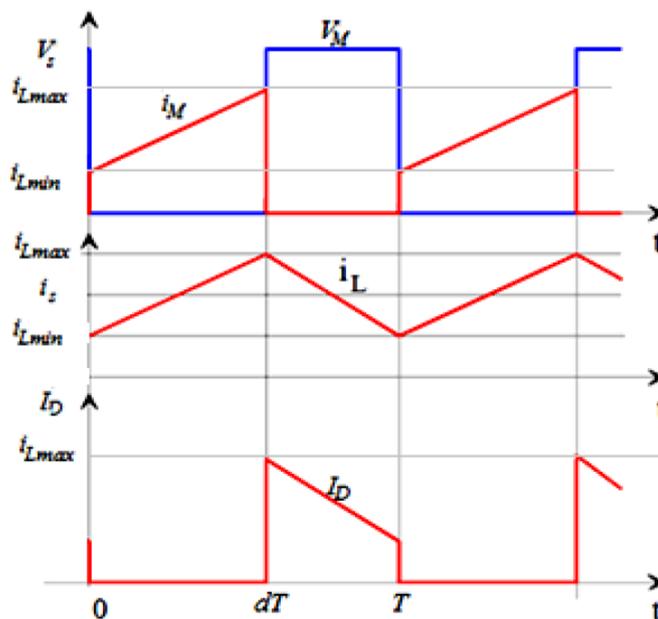


Figure I.13. Formes d'ondes du convertisseur Boost

A l'instant $t = uT$ le courant dans l'inductance atteint la valeur crête donc on a :

$$I_M = I_m + \frac{V_{in}}{L} uT \quad (I.3)$$

A l'instant $t = T$ le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale :

$$I_m = I_M + \frac{V_0 - V_{in}}{L} (1 - u)T \quad (I.4)$$

Soit I l'ondulation du courant dans l'inductance : $I = I_M - I_m$ De l'équation (I.3) on tire :

$$I = I_M - I_m = \frac{V_{in}}{L} uT \quad (I.5)$$

Et de l'équation (I.4) :

$$I = I_m - I_M = \frac{V_0 - V_{in}}{L} (1 - u)T \quad (I.6)$$

En combinant ces deux relations, on peut établir l'expression de la tension de sortie :

$$V_0 = \frac{V_{in}}{(1-u)} \quad (I.7)$$

. On voit que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique u , qui est toujours compris entre 0 et 1, et que le convertisseur est toujours un survolteur. Il convient de noter que la tension de sortie est théoriquement indépendante de la charge réelle, de sorte que la boucle de régulation n'a qu'à compenser les variations de la tension d'entrée et les imperfections des composants réels [4].

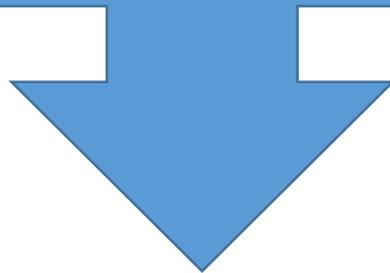
I.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude théorique de convertisseurs DC/DC d'une manière générale, au départ en parlant Rôle et Application des convertisseurs et Types des hacheurs même l'élément constitutifs d'un hacheur, et présenté la Topologies et le rapport cyclique particulièrement pour deux types des convertisseurs Buck (abaisseur) et convertisseur Boost (élevateur).

Dans le deuxième chapitre obtenir le modèle commuté, le modèle moyen, après nous paramétrons les points équilibres pour les deux type Buck et Boost, et avons terminé par la simulation sur MATLAB/Simulink Commande en BO de ces dernier.

Chapitre II

Modélisation des convertisseurs
DC/DC (Buck et boost)



Introduction

Dans ce chapitre je présente la modélisation des convertisseurs DC/DC (Buck, Boost), constitué par des éléments réactifs (self, capacités) qui dans le cas idéal ne consomment aucune énergie, nous commençons par obtenir le modèle commuté, le modèle moyen, après nous paramétrons les points équilibres obtenus en termes des valeurs moyennes des tensions de sortie.

La modélisation des convertisseurs statiques de type abaisseur et élévateur a été présentée dans ce chapitre pour permettre l'application et éventuellement l'implémentation des techniques de commandes sur ces derniers comme la commande on boucle ouvert, et la commande par mode glissant dans le prochaine chapitre.

II.1 modélisation du Convertisseurs Buck (abaisseur)

La (Fig.II.1) montré Le circuit du convertisseur Buck (abaisseur) qui est classée (classe des chopper ou classe des atténuateurs), le convertisseur Buck est constitué d'un interrupteur de puissance actif (bidirectionnel) S, d'une diode D, d'un élément de stockage inductif d'énergie L et d'un élément de stockage capacitif d'énergie C et une charge résistive R [1]

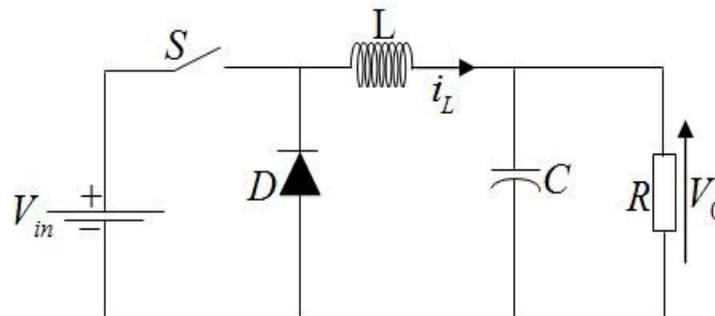


Fig. II.1. Convertisseur Buck

II.1.1 Modèle du convertisseur

Les équations du convertisseur sont obtenues en appliquant les lois de Kirchoff à chacune des topologies possibles qui résultent d'une position donnée de l'interrupteur (Fig. II.2) [1] [12].

À l'instant $t = 0$, l'interrupteur S est fermé pendant une durée (μT), on applique les lois de Kirchoff on a :

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_L}{dt} &= V_{in} - V_0 \\
 C \frac{dV_C}{dt} &= i_L - \frac{V_0}{R}
 \end{aligned}
 \tag{II.1}$$

Lorsque la diode est passante alors l'interrupteur est en position $u=0$ (Fig. II.2), ce qui nous donne :

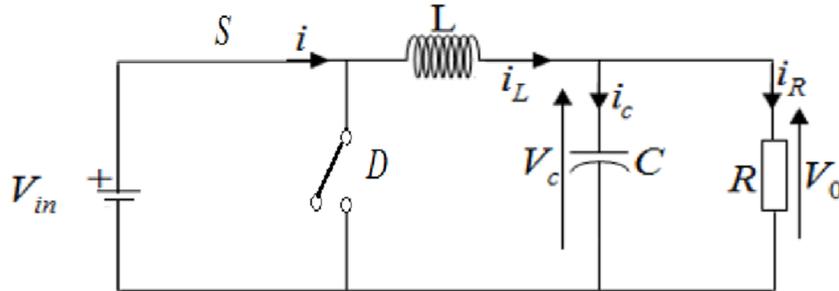


Fig. II.2. Schéma équivalent du convertisseur Buck avec interrupteur fermé.

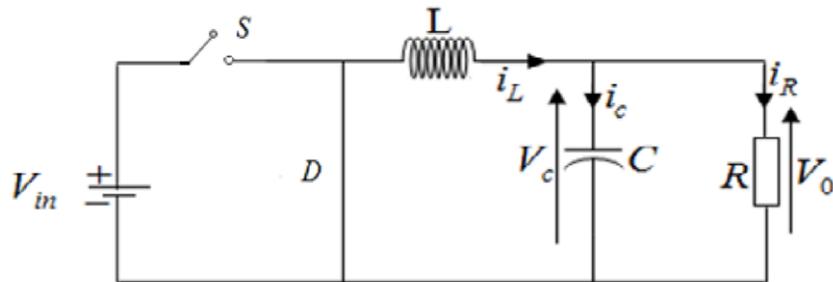


Fig. II.3. Schéma équivalent du convertisseur Buck avec interrupteur ouvert.

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_0 \tag{II.2}$$

$$C \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_0}{R} \quad \text{Ou } V_0 = V_c$$

En composant les deux situations on peut obtenir un seul modèle unifié, qui est :

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= -V_0 + V_{in}u \\ C \frac{dV_c}{dt} &= i_L - \frac{V_0}{R} \end{aligned} \tag{II.3}$$

Alors lorsque l'interrupteur ouvert ou fermé on retrouve les modèle (II.1) ou (II.2) ou (II.3) est souvent appelé modèle commuté avec la fonction binaire de commutation $u \in \{0,1\}$ [12].

II.1.2 Modèle moyen

Le modèle moyen du convertisseur est exactement le même que (II.3) avec la variable de contrôle u remplacée par une variable continue u_{av} qui prend ses valeurs dans l'intervalle $[0,1]$, Ce modèle moyen est utilisé pour calculer la commande moyenne du convertisseur [2].

Donc le modèle moyen est décrit par :

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_L}{dt} &= -V_0 + V_{in}u_{av} \\
 C \frac{dv_c}{dt} &= i_L - \frac{V_0}{R}
 \end{aligned}
 \tag{II.4}$$

Sous forme matricielle :

$$\dot{x} = Ax + BU_{av} \tag{II.5}$$

Nous avons :

$$\begin{aligned}
 L\dot{x}_1 &= -x_2 + u_{av}V_{in} \\
 \text{Ou : } x_1 = i_L \text{ et } x_2 = V_0 \quad C\dot{x}_2 &= x_1 - \frac{x_2}{R}
 \end{aligned}
 \tag{II.6}$$

Donc :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_{av} \tag{II.7}$$

Le modèle moyen est clairement linéaire. De plus, il est contrôlable et observable pour chacune des états pris comme sortie.

II.1.3 Point d'équilibre

Le but de la commande est de réguler la tension de sortie à une tension d'équilibre moyenne désirée, avec une loi de commande u qui va contrôler la position de l'interrupteur en référence à une valeur moyenne, d'une manière générale il est exigé de joindre les valeurs moyennes des états du système, en équilibre, avec la valeur moyenne constante correspondant de la commande, ces relations, en équilibre, sont utiles pour établir les caractéristiques statiques du convertisseur. En équilibre, les dérivées des états moyens sont nulles et la commande moyenne ($u_{av}=U$) U une valeur constante, je résulter un système d'équations pour les valeurs en régime permanent des états moyens. En utilisant la représentation (II.4) et en notant les valeurs moyennes en équilibre du courant et de tension comme \bar{x}_1 et \bar{x}_2 , on obtient à l'équilibre [12] [2] :

$$\begin{aligned}
 UV_{in} - \bar{x}_2 &= 0 \\
 \bar{x}_1 - \frac{\bar{x}_2}{R} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{II.8}$$

On a donc les états d'équilibre du système :

$$\begin{aligned}
 \bar{x}_2 &= UV_{in} \\
 \bar{x}_1 &= \frac{UV_{in}}{R}
 \end{aligned}
 \tag{II.9}$$

Dans le cas réel la tension de sortie moyenne non normalisée présente la valeur de la commande moyenne U qui est restreinte à $[0,1]$, Comme l'entrée est fixée à V_{in} , ceci implique que la sortie

sera une fraction d'elle, et le convertisseur ne peut pas amplifier la tension d'entrée. Obtenu fonction transfert statique par [2] :

$$\frac{\bar{x}_2}{V_{in}} = \bar{u}_{av} \tag{II.10}$$

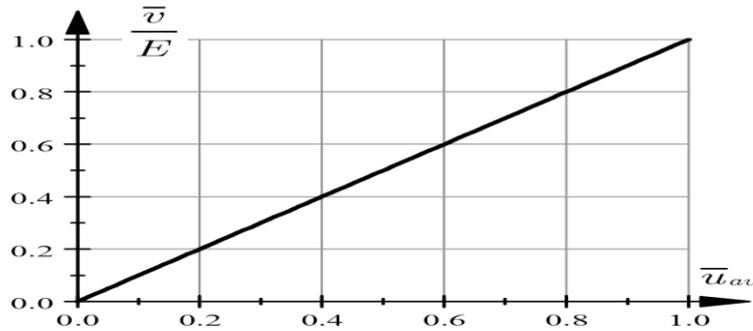


Fig.II.4. Fonction de transfert statique du convertisseur Buck.

II.2. simulation

Le schéma de simulation est donné par la (Fig. II.5) : pour la source (DC) $E=V_{in}=24v$, on a la valeur de l'indécece (L.mH) est $L=15,91mH$, et pour la valeur de capacité (c.µf) $C=50µF$, et on a une charge résistance (R. Ω) $R=25 Ω$ avec le rapport cyclique fixe a 0,5.

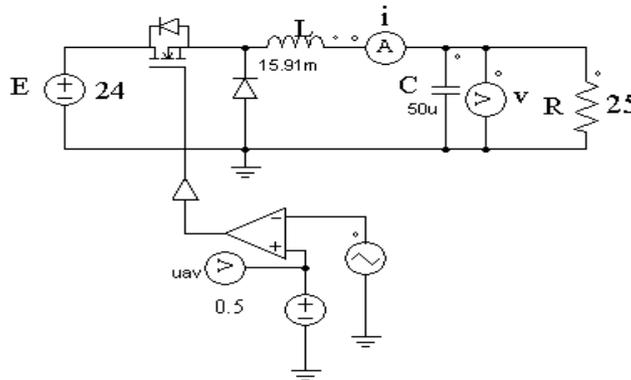
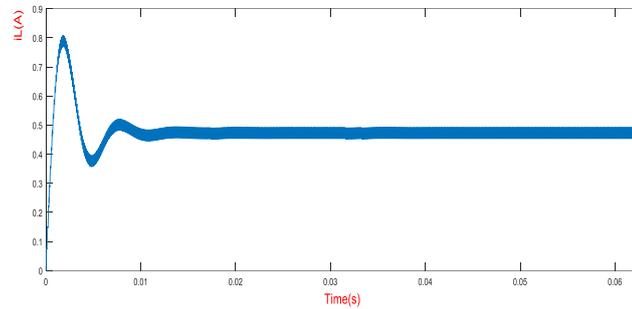


Fig. II.5. Commande en Boucle Ouvert du convertisseur Buck

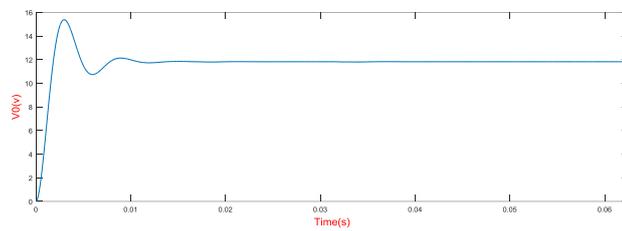
II.2.1 résultat de simulation

La Figure. II.6 (a,b,c,d) présente la réponse de convertisseur Buck en boucle ouvert avec la simulation sur MATLAB/Simulink :

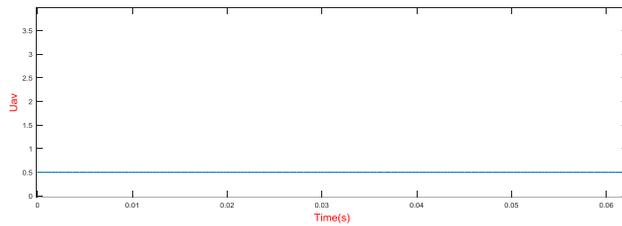
- * (a) présent la courbe de courent d'indécece $i_L(A)$.
- * (b) présent la courbe de la tentions au borne de la charge $V_0(V)$.
- * (c) corresponde la courbe de u_{av} .
- * (d) présent la courbe de la tentions d'entré V_{in} (la source).



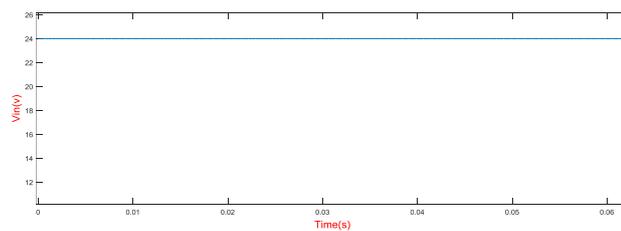
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. II.6. Réponse en boucle ouverte convertisseur Buck

-Dans la figure (II.6) pour (a) on voit que il y a beaucoup d'oscillations et un dépassement avant l'équilibre environ (0.8 A) pour le courant (i_L) le temps de réponse [0, 0.15(s)] et le dépassement presque de 30%.

-Pour la courbe (b) le temps de réponse de la tension (V_o) a [0, 0.015(s)] est un dépassement (21%) et environ (15V).

-Pour la courbe (c) le résultat prendriez a une valeur de rapporte cyclique fixe à 0.5.

-Et pour la courbe (d) on a la tension d'entrée fixe a (24V) mes quand on faire une comparaison pour la valeur obtenu à la sortie, en la trouve inferieur à celle d'entrée enivent (12V) c'est la fonction de convertisseur Buck (abaisseur).

II.2.2 Point d'équilibre désiré

Si la tension moyenne désirée à l'équilibre est $\bar{x}_2 = V_d$, alors nous avons à l'équilibre

$$\bar{x}_1 = \frac{V_d}{R} \tag{II.11}$$

$$\bar{x}_2 = V_d \tag{II.12}$$

$$\frac{V_d}{V_{in}} = \bar{u}_{av} \tag{II.13}$$

D'où la tension moyenne désirée doit satisfaire $0 < V_d < V_{in}$.

II.3 Convertisseur Boost

Le circuit du convertisseur (élevateur) Boost est montré sur la (Fig. II.4) appelé aussi convertisseur (survolteur), convertit une tension d'entrée (V_{in}) en une tension de sortie (V_o) plus élevée, la valeur de la tension convertie est commandée par l'ouverture et de la fermeture de l'interrupteur(S) [1] [12].

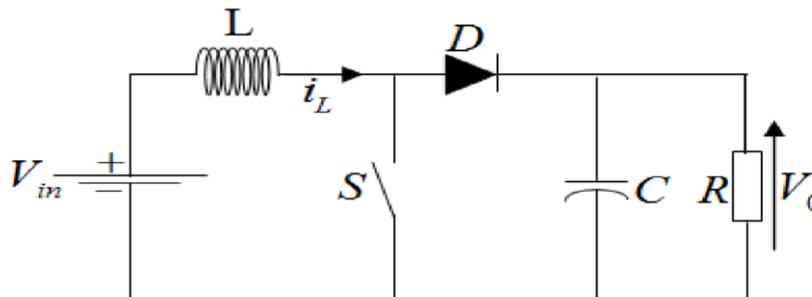


Fig. II.7. Convertisseur Boost

II.3.1 Modèle du convertisseur

Les équations différentielles du convertisseur sont obtenues en appliquant les lois de

Kirchhoff à chacune des topologies possibles qui résulte d'une position donnée de l'interrupteur, Lorsque l'interrupteur S est fermé (Fig. II.6.1), l'inductance L emmagasine de l'énergie et la charge est déconnectée de la source. Les équations obtenues sont :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in}$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{R} \tag{II.14}$$

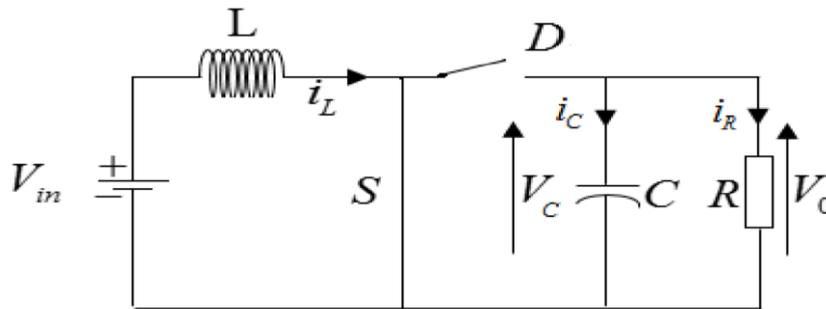


Fig. II.6.1. Schéma équivalent du convertisseur élévateur avec interrupteur fermé.

Lorsque (S) est ouvert (Fig. I.6.2) la diode est passante, l'inductance est en série avec le générateur, en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la charge on donne [2] :

$$L \frac{di_L}{dt} = (V_{in} - V_0)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = (i_L - \frac{V_0}{R}) \tag{II.15}$$

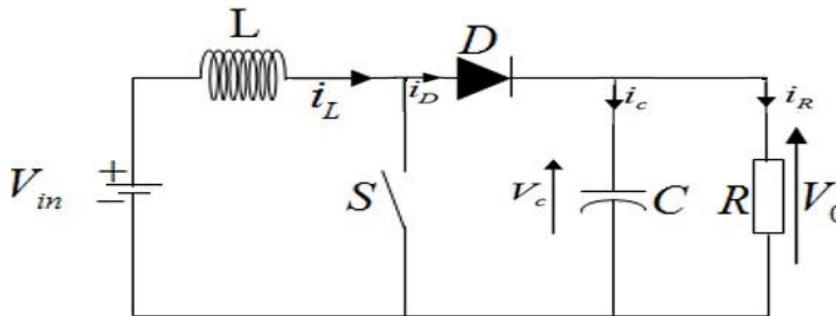


Fig. II.6.2. Schéma équivalent d'un convertisseur élévateur avec interrupteur ouvert

En combinant les équations (II.14) et (II.15), on obtient l'équation d'état d'un convertisseur DC-DC élévateur (II.16) :



$$\begin{aligned}
 L \frac{di_L}{dt} &= -V_0(1 - u) + V_{in} & L\dot{x}_1 &= -x_2(1 - u) + V_{in} \\
 C \frac{dv_C}{dt} &= i_L(1 - u) - \frac{V_0}{R} & \Rightarrow C\dot{x}_2 &= x_1(1 - u) - \frac{x_2}{R}
 \end{aligned}
 \tag{II.16}$$

Où x_1 représente le courant traversant la bobine, x_2 la tension aux bornes du condensateur et u le rapport cyclique tel que $0 \leq u \leq 1$, les modèles (II.14) (II.15) (II.16) souvent appelé modèle commuté avec la fonction binaire de commutation $u \in \{0, 1\}$.

II.3.2 Modèle moyen

Le modèle moyen du convertisseur est le même que (II.16) avec la variable de contrôle u remplacée par une variable continue u_{av} qui prend ses valeurs dans l'intervalle $\{0, 1\}$. Le modèle moyen du convertisseur Boost est décrit par [12] :

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_L}{dt} &= -x_2(1 - u_{av}) + V_{in} \\
 C \frac{dv_C}{dt} &= x_1(1 - u_{av}) - \frac{x_2}{R}
 \end{aligned}
 \tag{II.17}$$

II.3.3 Point d'équilibre

En équilibre, les dérivées des états moyens sont nulles et la commande moyenne u_{av} est égale à une valeur constante U , Comme résultat, on obtient un système linéaire d'équations pour les valeurs en régime permanent des états moyens, en utilisant la représentation (II.10) et On notant les valeurs moyennes équilibrées du courant et de la tension comme \bar{x}_1 et \bar{x}_2 , on obtient en équilibre [2].

$$\begin{aligned}
 V_{in} - \bar{x}_2(1 - U) &= 0 & \tag{II.18} \\
 \bar{x}_1(1 - U) - \frac{\bar{x}_2}{R} &= 0
 \end{aligned}$$

On solvant le système d'équations (II.18), on obtient les états équilibre du système

$$\begin{aligned}
 \bar{x}_1 &= \frac{V_{in}}{R(1 - U)^2} \\
 \bar{x}_2 &= \frac{V_{in}}{1 - U}
 \end{aligned}
 \tag{II.19}$$

La Fonction de transfert présentée par Fig.II.7 :

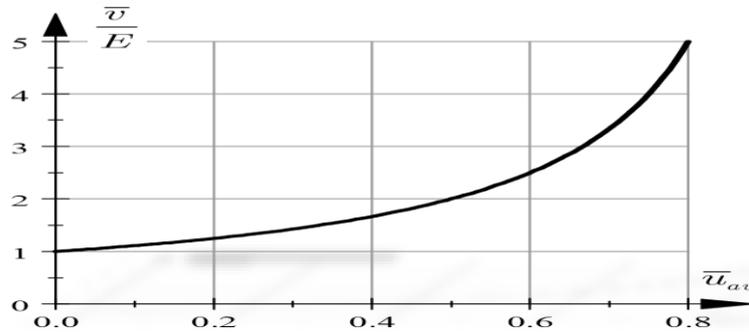


Fig.II.7. Fonction de transfert statique du convertisseur Boost.

II.4 simulation

Le schéma de simulation est donné par la (Fig. II.8) : pour la source (DC) $E=V_{in}=24v$, on a la valeur de l'inductance (L.mH) est $L=15,91mH$, et pour la valeur de capacité (C.µf) $C=50\mu F$, et on a une charge résistance (R.Ω) $R=52\ \Omega$ avec le rapport cyclique fixe à 0,5

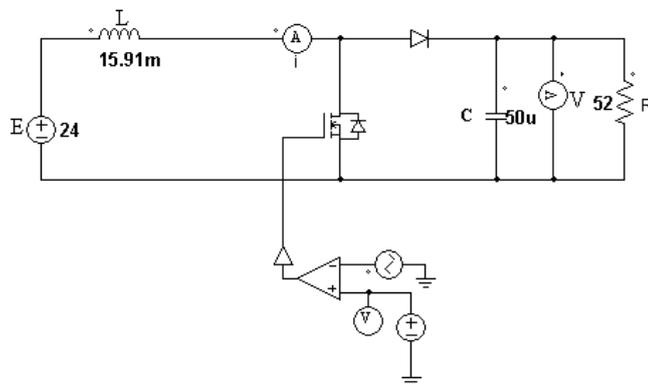
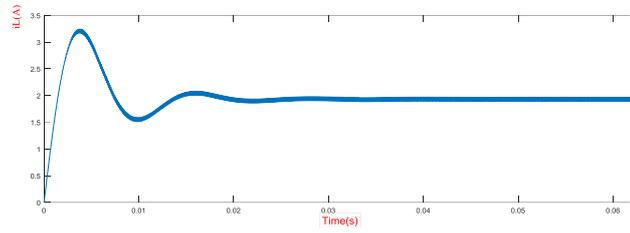


Fig. II.8. Commande en BO du convertisseur Boost

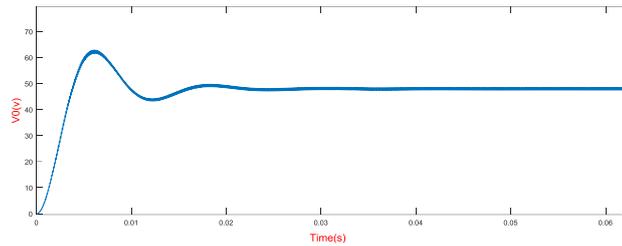
II.4.1 résultat de simulation

La Figure. II.9 (a,b,c,d) présente la réponse de convertisseur Boost (élevateur) en boucle ouvert avec la simulation sur MATLAB/Simulink :

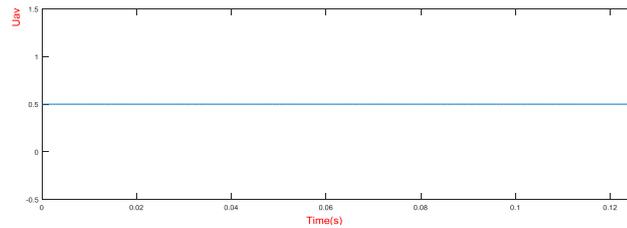
- * (a) présente la courbe de courant d'inductance $i_L(A)$.
- * (b) présente la courbe de la tension au borne de la charge $V_0(V)$.
- * (c) correspond à la courbe de u_{av} qui est fixe à 0.5.
- * (d) présente la courbe de la tension d'entrée V_{in} (la source).



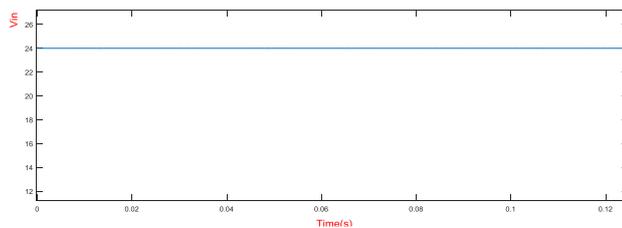
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. II.9. Réponse en boucle ouverte convertisseur Boost

-Dans la figure (II.9) pour (a) on voit que il y a beaucoup d'oscillations et un dépassement avant l'équilibre environ (3.25 A) pour le courant (i_L) le temps de réponse [0, 0.05(s)] et le dépassement presque de 85%.

-Pour la courbe (b) le temps de réponse de la tension (V_o) a [0, 0.05(s)] est un dépassement (45%) et environ (63V).

-Pour la courbe (c) le résultat prendrait à une valeur de rapporte cyclique fixe à 0.5

-Et pour la courbe (d) on a la tension d'entrée fixe a (24V) mes quand on faire une comparaison pour la valeur obtenu à la sortie pore la courbe(b), en la trouve très élevé à celle d'entrée enivrent (63V) c'est la fonction de convertisseur Boost (élevateur).

II.4.2 Point d'équilibre désiré

On a V_d la tension moyenne désirée à l'équilibre, est on a la condition $\bar{x}_2 = V_d$ alors nous avons à équilibre :

$$\begin{aligned} \bar{x}_1 &= \frac{V_d^2}{R}, \\ u_{av} &= -\frac{V_d}{V_{in}-V_d} \end{aligned} \tag{II.20}$$

Quand $R > 0$ alors $\bar{x}_1 > 0$ et la tension moyenne désirée doit satisfaire $V_d < 0$.

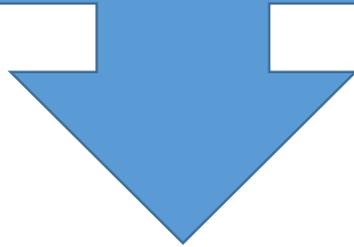
II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation des convertisseurs statiques de type abaisseur(Buck) et élevateur (Boost) pour admettre l'application et possiblement l'adaptation des techniques de commandes sur ces derniers, La modélisation a montré que les convertisseurs DC-DC sont non linéaires (à part le Buck). Aussi, les performances en boucle ouverte de ces convertisseurs sont mauvaises par ce qu'est très large dépassement et beaucoup d'oscillations avant l'équilibre, à cause de leur faible coefficient d'amortissement.

L'étude du régime établi a permet d'établir les fonctions de transfert statiques des convertisseurs et de comprendre leurs relations entrée-sortie, Il est donc important de développer des techniques de contrôle robuste pour commander les convertisseurs DC-DC, c'est dans ce but que le chapitre suivant introduit une commande robuste c'est la commande par mode glissant (SMC), cette commande sera appliquée convertisseurs études.

Chapitre III:

Commende pare mode glissent
des convertisseurs Buck
DC_DC



Introduction

Les convertisseurs DC-DC sont caractérisés d'une façon unique par sa nature qui provoque des complexités toujours pour la création des lois de commandes, par ces caractéristiques non linéaires et la variation dans le temps. Quand on n'applique une commande conventionnelle linéaire pour les convertisseurs, elle sera annulée dans plusieurs cas quand la présence de la caractéristique de non linéarité [7]. Comme une solution au problème présenté pour la commande des convertisseurs DC-DC, on a choisi un type de techniques de contrôle c'est la commande par mode glissant (Sliding Mode Control : SMC) il y a d'autres techniques mais en bas de toutes celles-ci se trouve notre recherche [1].

La théorie de commande considérée ici est un mode de fonctionnement particulier basé sur des systèmes à structure variable. Ce type de commande est une méthode de réglage dans laquelle la structure est commutée de manière à ce que le vecteur d'état " x " suive une trajectoire $s(x) = 0$ dans l'espace d'état [6].

Cette technique de commande s'adapte aux variations des paramètres du procédé à commander, et présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité. Ceci, lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identification des paramètres, ou à cause de simplification sur le modèle du système. [5].

Nous commencerons par une idée sur la surface de glissement, puis les évolutions nécessaires à la commande par mode glissant. A la fin nous baserons sur l'évaluation de cette technique sur les différents types des convertisseurs DC/DC.

III.1 Principe de la commande par mode glissant

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement. La commande de pareils systèmes par mode de glissement comporte à commander la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et représenter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'à au point d'équilibre, d'où en général, la trajectoire dans le plan de phase est réalisée de trois parties [1] [2] Fig.III.1 :

III.1.1. mode de convergence (MC) :

Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, c'est le mode pendant que l'état du système se déplace à partir de point initial quelle qu'il soit dans le plan de phase, et conduit vers la surface de commutations $s(x) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

III.1.2. Mode de glissement (MG) :

Le mode glissant (Sliding mode) ou la variable d'état a obtenu la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase, ce mode est caractérisé par le choix de la surface de glissement $s(x) = 0$

III.1.3. Mode du régime permanent (MRP) :

Pour l'étude la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase) on n'ajoute pas ce mode, il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

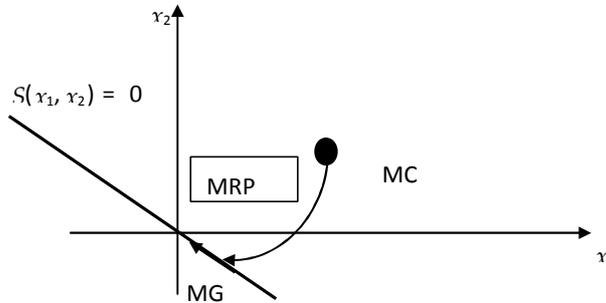


Fig.III.1. Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III.2 Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre prend en charge les problèmes de stabilité et les performances désirées d'une façon systématique on a [6]:

- Choix de la surface
- Détermination de la loi de commande, et l'établissement des conditions d'existence de la convergence

III.2.1 Choix de la surface de glissement

On considère non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes pour le choix de la surface de glissement.

Soit un système défini par l'équation d'état non linéaire de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \tag{III.1}$$

Où : \dot{x} est la dérivée de x qui est un vecteur d'état du système en fonction du temps, u la commande du système, $f(x)$ et $g(x)$ est sont des fonctions non linéaire Soit x_{ref} le vecteur de référence (l'état désirée).

On le vecteur de l'écart définie par :

$$e = x - x_{ref} \tag{III.2}$$

Une forme assez générale est proposée par Stoline pour déterminer la surface de glissement qui assure une convergence de la grandeur à régler vers sa valeur de référence, elle est donnée par :

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(t) \tag{III.3}$$

$e(t)$: Écart ou l'erreur entre la variable à régler et sa référence.

(λ) : Constante positive choisie par le concepteur.

(r) : Degré relatif, (nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la Commande).

On va maintenir les trajectoires sur la surface de glissement afin d'éloigner l'erreur et d'exiger la dynamique choisie pour un but ou le juste de la commande [2] [6].

Les épreuves des conditions d'existence et de convergence qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et sera Independent de la perturbation [2].

II.2.2 fonction de commutation

Cette condition permet de donner à la surface de glissement une dynamique de convergence vers zéro. Elle est exprimée par Utkin .

Elle est donnée par.

$$\begin{aligned} \dot{s}(x) > 0 \text{ si } s(x) < 0 \\ \dot{s}(x) < 0 \text{ si } s(x) > 0 \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

Elle peut donc être formulée comme :

$$s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

La condition d'attractivité quand il n'pas égale a (III.5) elle est globale mais elle n'est pas satisfaite pour assurer une convergence en temps fini vers la surface de glissement et dans le cas d'un système multi entrées [2].

Pour assurer une convergence de $s(x, t)$ vers 0 en un temps fini, il faut une condition plus puissante doit être célébrée on utilise généralement la condition d'attractivité non-linéaire qui est la condition de η -attractivité pour le cas des modes glissants traditionnels [1],

$$s(x)\dot{s}(x) \leq -\eta|s(x)| \quad (\text{III.6})$$

III. 3 Fonction de Lyapunov

La commande équivalente basée sur le critère de stabilité de Lyapounov Selon les commandes de mode glissant utilisées, la loi de commande est choisie telle que la dérivée d'une fonction choisie de critère de stabilité président soit négative.

L'idée est d'utiliser la fonction scalaire $s(x)$ choisie pour définir une fonction de Lyapounov :

$$V(x) = \frac{1}{2}s^2(x) \quad (\text{III.7})$$

La fonction de Lyapounov est définie positive de manière évidente et sa dérivée est :

$$\dot{V} = s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (\text{III.8})$$

La commande développée doit satisfaire la condition (III.8) [1]

III.4 Commande équivalente :

Cette méthode consiste à admettre qu'en mode de glissement tout se passe comme si le système était piloté par une commande $u_{\text{éq}}$, solution de $s = 0$, dite commande équivalente, qui permet de maintenir l'état du système sur la surface $s = 0$.

Une fois la commande équivalente déterminée, la dynamique du système peut être décrite par la substitution de $u_{\acute{e}q}$ dans l'équation d'état. En se basant sur cette méthode, le calcul de la commande équivalente s'effectue en prenant en considération les conditions d'invariance suivantes : $s(x) = 0$ et $\dot{s}(x) = 0$ [9].

Considérons l'exemple d'un système non-linéaire avec une seule entrée, représenté par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \tag{III.9}$$

L'existence du mode glissant implique que :

$$\dot{s}(x) = 0 \rightarrow \frac{\partial s(x)}{\partial x} \dot{x} \stackrel{!}{=} 0 \tag{III.10}$$

En remplaçant (III.9) dans (III.10), on trouve :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s(x)}{\partial x} (f(x) + g(x) u_{\acute{e}q}) = 0 \tag{III.11}$$

Ce qui donne :

$$u_{\acute{e}q} = \left[\frac{\partial s(x)}{\partial x} g(x) \right]^{-1} \frac{\partial s(x)}{\partial x} f(x) \tag{III.12}$$

Dans le cas des convertisseurs statiques, la commande équivalente doit être comprise $0 < u_{\acute{e}q} < 1$.

La commande équivalente est de maintenir la surface de glissement à zéro, pour une solution $e(x) = 0$ unique, ceci rentre à un complication de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart $e(x)$ [9].

III.5 Dynamique idéale

On a l'évolution de la trajectoire du système sur la surface $s = 0$ est donnée par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u_{\acute{e}q} \tag{III.13}$$

L_f Est le dérivé de la fonction f et L_g est le dérivé de la fonction g donc l'expression de la commande équivalente est donnée par :

$$u_{\acute{e}q} = \frac{L_f s(x)}{L_g s(x)} \tag{III.14}$$

On remplace $u_{\acute{e}q}$ par l'équation :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \frac{L_f s(x)}{L_g s(x)} \tag{III.15}$$

Il est remarquable de constater que les dynamiques du système en mode glissant sont d'ordre inférieur au système original pour que la trajectoire du système reste sur la surface, doit être attractive c à d la dynamique idéale doit être stable, est ressemblant à la dynamique zéro dans la méthode de la linéarisation par blocage [2] [1].

III.6 Application de la commande SMC

Aujourd'hui, nous allons appliquer l'application de la commande par mode glissant aux convertisseurs DC/DC Pour les deux type de convertisseur Buck et Boost, nous mettons plusieurs étape comme ceci :

- * pour la tension ou le courant on doit établir un point de fonctionnement désiré.
- * calculée le point d'équilibre désiré comme on a fait présida ment.
- * calcule de la surface de glissement $s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^{r-1} e(t)$, cette surface il faut la forcé vers le zéro pour le calcul de la commande équivalente $s(x) = 0 \dot{s}(x) = 0 \quad u_{eq} = \frac{L_f s(x)}{L_g s(x)}$, donc examinons aussi la fonction de Lyapunov.
- * apprend la stabilité dynamique idéale, $\rightarrow u, \dot{x} = f(x) + g(x) \frac{L_f s(x)}{L_g s(x)}$.
- * finalement va une simulation on boucle fermie pour le convertisseur suivante le figure :

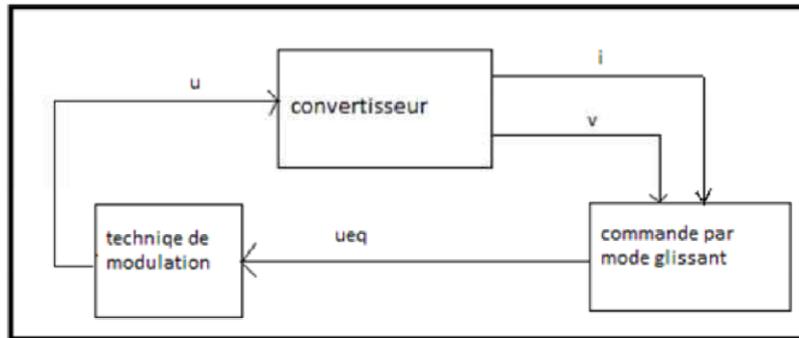


Fig.III.2.Commande par mode glissant des convertisseurs

III.7.1 application pour le convertisseur Buck

Aux départe on a le modèle commuté visualisiez dans le chapitre II :

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{V_C}{L} + \frac{V_{in}}{L} u & \dot{x}_1 &= -\frac{1}{L} x_2 + \frac{V_{in}}{L} u \\ \frac{dV_C}{dt} &= \frac{1}{C} i_L - \frac{V_C}{CR} & \dot{x}_2 &= \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{CR} x_2 \end{aligned} \quad (III.16)$$

On à x_1 est le courant de la bobine (i_L) et x_2 est la tension du condensateur (V_C).
 La tension moyenne désirée égale a $\bar{x}_2 = V_{moy} = 12V$ d'où le courent moyenne $\bar{x}_1 = 0.48$.
 Pour le Choit du courant comme sortie $y = x_1$ donc le degré relatif $r = 1$.
 La surface de glissement définie par :

$$s(x) = x_1 - \bar{x}_1 \quad (III.17)$$

En va forcer la surface de glissement vers 0 et déduire la commande équivalente :

$$\begin{aligned} s(x) &= 0 \text{ et } \dot{s}(x) = 0 \\ \dot{s}(x) = \dot{x}_1 &= -\frac{1}{L} x_2 + \frac{V_{in}}{L} u \quad \rightarrow \quad -\frac{1}{L} x_2 + \frac{V_{in}}{L} u_{eq} = 0 \end{aligned} \quad (III.18)$$

Donc :

$$\{ u_{eq} = \frac{x_2}{V_{in}} \} \quad (III.19)$$

On a la fonction de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2}S^2 \text{ La dérivé du } \dot{V} = s\dot{s}$$

$$s \left(-\frac{1}{L} x_2 + \frac{V_{in}}{L} u \right) = \frac{V_{in}}{L} s \left(u - \frac{x_2}{V_{in}} \right)$$

Donc :

$$\dot{V} = \frac{V_{in}}{L} s(u - u_{eq}) \quad (III.20)$$

On a la commande suivante : pour soit la surface de glissement accessible

$$s > 0 \rightarrow u = 0 \text{ et pour } s < 0 \rightarrow u = 1 \quad (III.21)$$

Pour $s(x) = 0$, $x_1 \rightarrow \bar{x}_1$ donc La dynamique idéale en mode glissant ressemblant à :

$$\dot{x}_2 = \frac{\bar{x}_1}{C} - \frac{x_2}{RC} \quad (III.22)$$

Pour $y = x_2$ un choix de la tensions à la sortie, $r = 2$ le degré relatif

Donc la surface de glissement est :

$$s(x) = \dot{e} + \lambda e$$

$$s(x) = \dot{x}_2 + \lambda(x_2 - \bar{x}_2) \quad (III.23)$$

$$s(x) = \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} + \lambda(x_2 - \bar{x}_2)$$

En va forcer la surface de glissement vers 0 et déduire la commande équivalente :

$$\dot{s}(x) = \frac{V_{in}}{LC} u - \frac{x_2}{LC} - \frac{x_1}{RC^2} - \frac{x_2}{(RC)^2} + \lambda \left(\frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} \right) = 0$$

$$A(x) = -\frac{x_2}{LC} - \frac{x_1}{RC^2} - \frac{x_2}{(RC)^2} + \lambda \left(\frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} \right) \quad (III.24)$$

$$A(x) + \frac{V_{in}}{LC} u_{eq} = 0$$

Donc la commande équivalente :

$$u_{eq} = -A(x) \frac{LC}{V_{in}} \quad (III.25)$$

On a la fonction de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2}S^2 \text{ La dérivé du } \dot{V} = s\dot{s}$$

$$s \left(A(x) + \frac{V_{in}}{LC} u \right) = s \frac{V_{in}}{LC} \left(u + A(x) \frac{LC}{V_{in}} \right)$$

Donc :

$$\dot{V} = s \frac{V_{in}}{LC} (u - u_{eq}) \quad (III.26)$$

On a la commande suivante : pour soit la surface de glissement accessible

$$s > 0 \rightarrow u = 0 \text{ et pour } s < 0 \rightarrow u = 1 \quad (III.27)$$

On à $r = n$ La dynamique idéale en mode glissant n'existe pas dans ce cas.

III.7.2 simulation avec résultat convertisseur Buck

Pour la sortie $y = x_1$ on utilise deux techniques de modulation Pour cette simulation sont) la technique MLI (Modulation à largeur d'impulsion) et) la technique d'hystérésis, pour la source (DC) $E=V_{in}=24v$, on a la valeur de l'indéccence (L.mH) est $L=15,91mH$, et pour la valeur de capacité (c.µf) $C=50\mu F$, et on a une charge résistance (R. Ω) $R=25 \Omega$ avec $\bar{x}_1 = 0.48$

La (Fig.III.3) indique Le schéma de ces deux techniques.

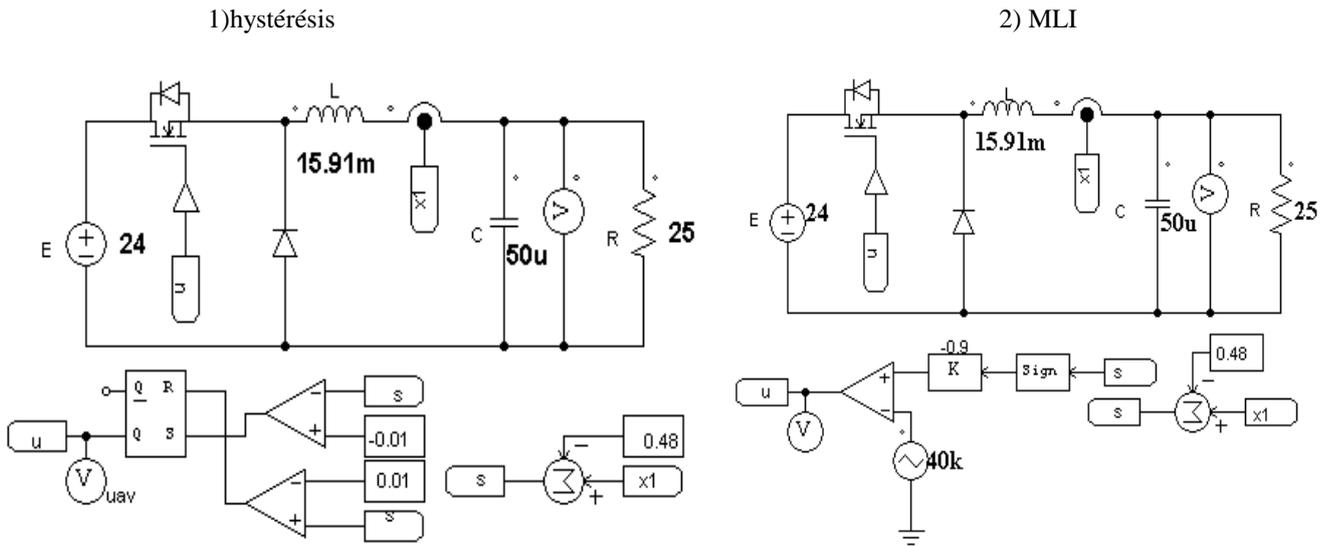
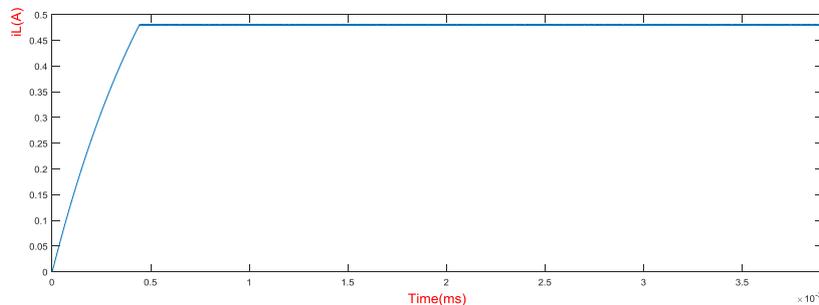


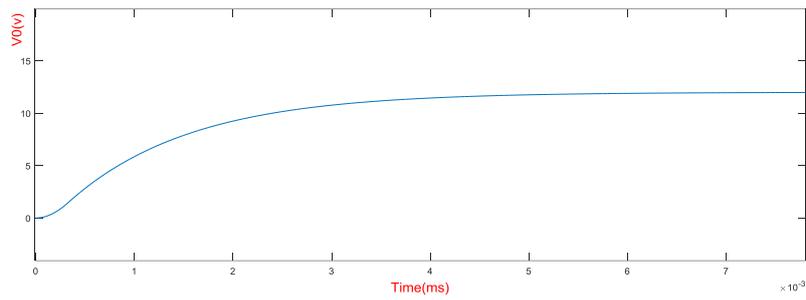
Fig. (III.3). Commande en courant du Convertisseur Buck. 1) hystérésis 2) MLI pour $y = x_1$.

On a le Résultat pour la première méthode (1) hystérésis simulation sur MATLAB/Simulink :

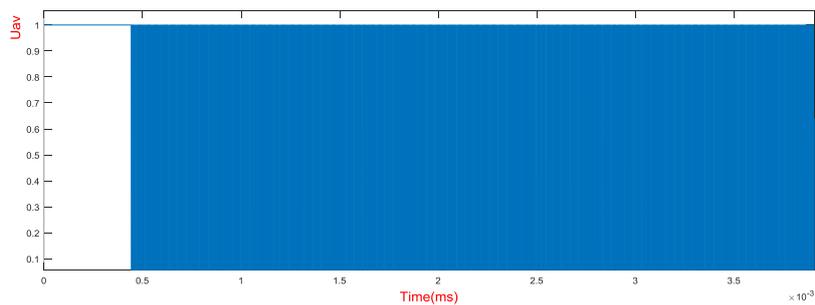
- * (a) présent la courbe de courent d'indéccence $i_L(A)$.
- * (b) présent la courbe de la tentions au borne de la charge $V_0(V)$.
- * (c) corresponde la courbe de u_{av} .



(a)

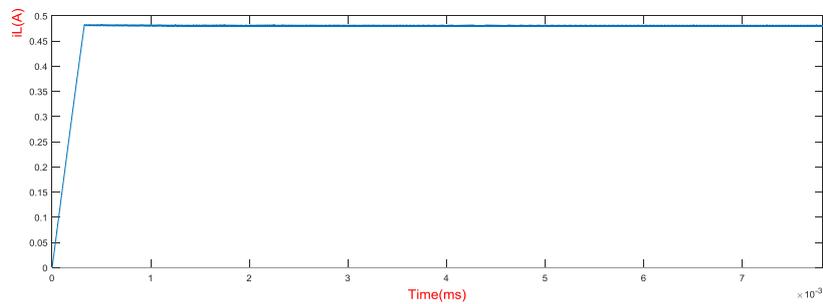


(b)

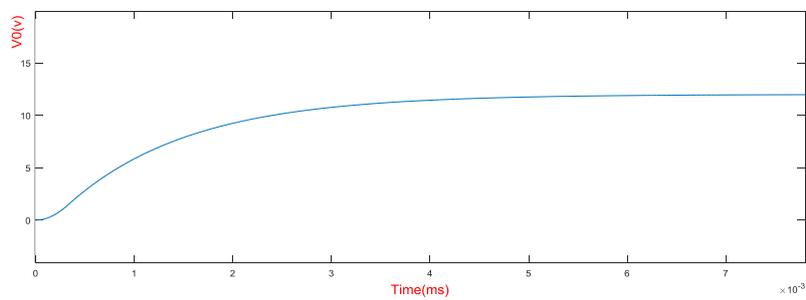


(c)

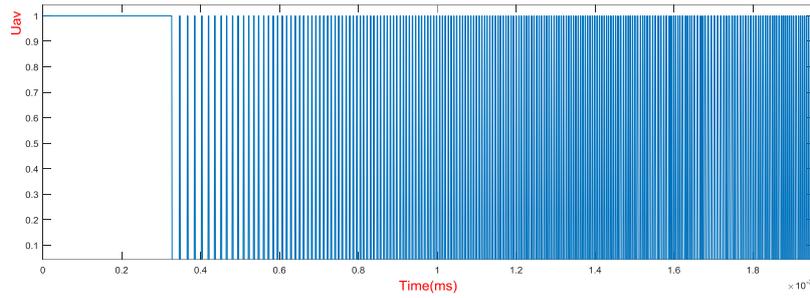
Fig.III.4. Réponse en boucle fermée. 1) hystérésis pour $y = x_1$



(a)



(b)



(c)

Fig.III.5. Réponse en boucle fermée. 2) MLI pour $y = x_1$

2) pour la sortie $y = x_2$ pour les deux technique l'implémentation MLI et la technique d'hystérésis la (Fig.III.6) indique le schéma de simulation est donné par :

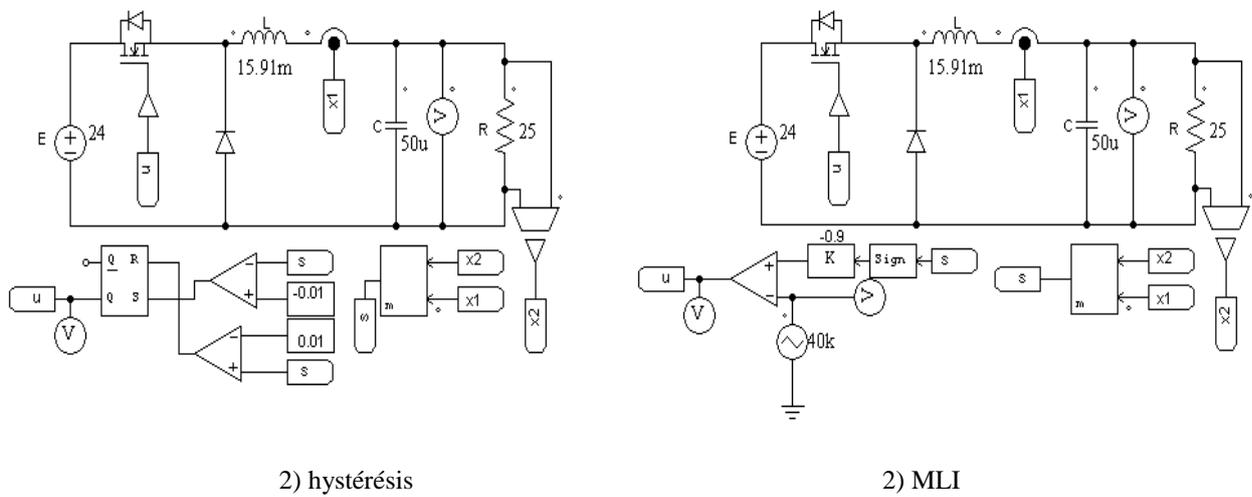
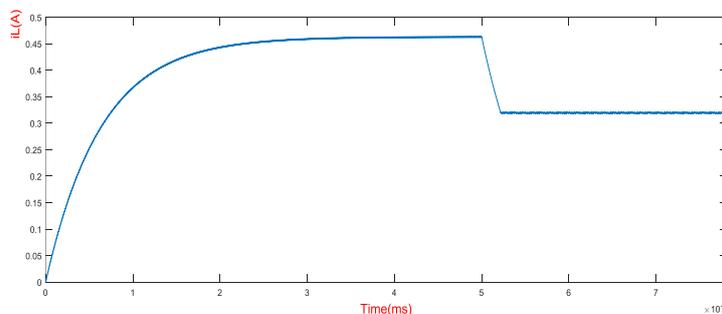


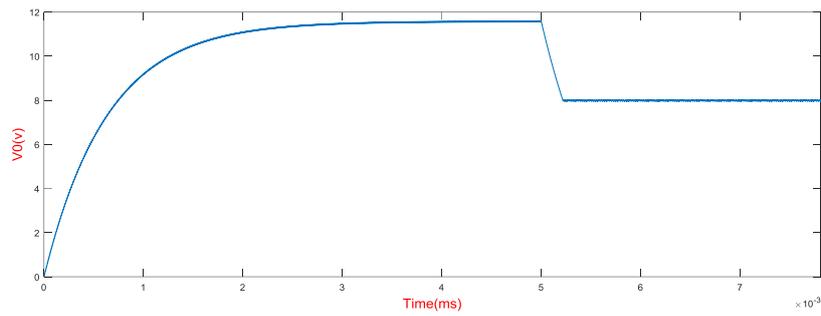
Fig.II.6. Commande en BF du Convertisseur Buck. 1) hystérésis 2) MLI pour $y = x_2$

On a le Résultat pour la première méthode (1) hystérésis simulation sur MATLAB/Simulink pour $y = x_2$:

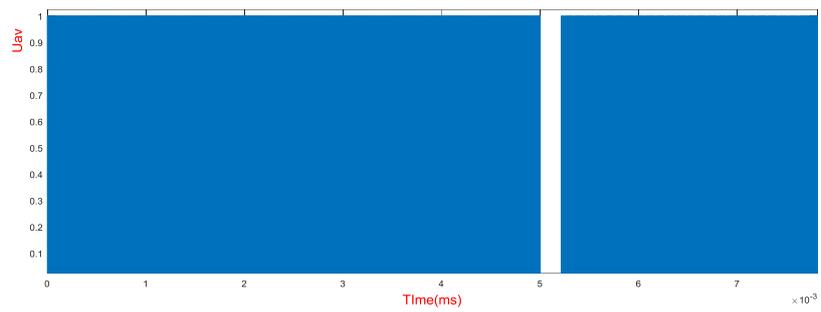
- * (a) présent la courbe de courant d'indéance $i_L(A)$.
- * (b) présent la courbe de la tentions au borne de la charge $V_0(V)$.
- * (c) corresponde la courbe de u_{av} .



(a)

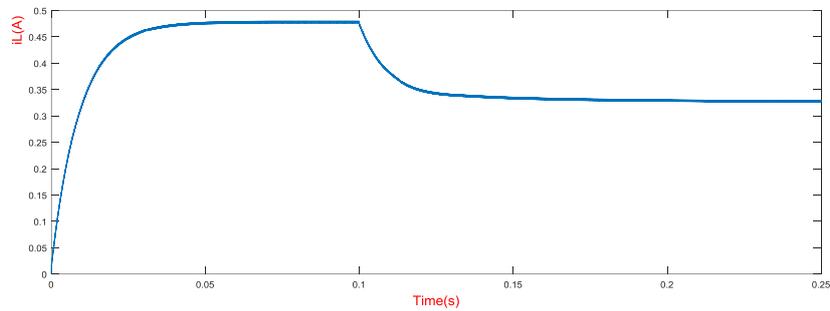


(b)

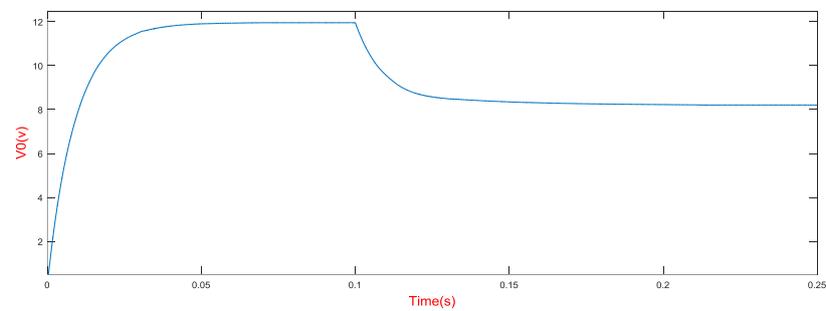


(c)

Fig.III.7. Réponse en boucle fermée. 1) hystérésis pour $y= x_2$



(a)



(b)

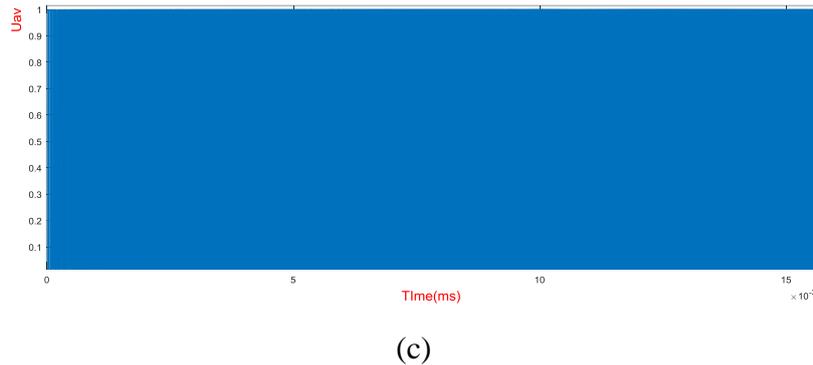


Fig.III.8. Réponse en boucle fermée. 2) MLI pour $y=x_2$.

Les résultats de la simulation pour les deux sorties $y=x_1$ et $y=x_2$ et pour les deux techniques MLI et hystérésis présentent des courbes de la tension de sortie et le courant d'inductance et la commande U_{av} , pour les deux techniques initialement l'adaptation MLI mieux que la technique hystérésis, par raison de la fréquence de la MLI fixe par rapport à la fréquence d'hystérésis qui est variable.

Et comme on voit pour la technique d'hystérésis beaucoup d'oscillation par rapport à l'autre.

On a pour le courant, la tension et la fonction de commutation une bonne performance comme l'absence de dépassement et on a le temps de réponse pour la tension et le courant très court quand on compare avec la boucle ouverte.

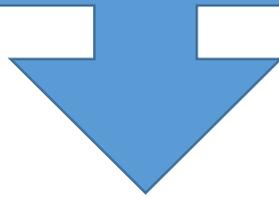
III.8. Conclusion

La commande par mode glissant a admis une amélioration des avantages des convertisseurs étudiés, et présente des avantages sur cette technique pour la rapidité est très rapide.

Il présente également une grande précision, elle est stable et simple, il a l'invariance et la robustesse...etc.

Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour le système ayant un modèle imprécis, dans ce chapitre on a utilisé deux techniques de modulation pour la simulation la technique MLI et la technique par hystérésis, la simulation permet de visualiser et distinguer et faire des comparaisons comme la technique MLI est la meilleure par rapport à la technique par hystérésis, Les résultats obtenus par notre déroulement sont très satisfaisants.

Conclusion générale



Conclusion générale

L'objectif principal de cette thèse était la commande par mode glissant des convertisseurs DC-DC Buck, les convertisseurs statiques d'électronique de puissance ont subi une évolution technologique importante notamment dans le but d'augmenter leurs rendements et leurs puissances.

Ces performances sont essentiellement dues à l'accroissement de la rapidité des composants semi-conducteurs de puissance, permettant ainsi une réduction des pertes de commutation, qui constituent la grande partie des pertes des convertisseurs statiques.

Le travail qu'on a présenté porte sur l'analyse d'une modélisation et simulation du fonctionnement électrique d'un convertisseur DC-DC (Buck et Boost) particulièrement adapté par différentes techniques de commande assurant une réponse rapide et précise.

Dans un premier temps, on a donné des généralités sur les convertisseurs de puissances, telles que le principe de fonctionnement, on a présenterons le rôle est quelque s'exemple d'application des convertisseurs, et en parle sur d'autre type en générale me on a particulier deux type de convertisseur, Buck (abaisseur) et convertisseur Boost (élevateur) a la topologie de circuit de convertisseurs varie entre une configuration à un transistor.

Ainsi, on a parlé sur les différents régimes de conduction (continue, discontinue), et fer dimensionnement des éléments constituant pour le montage.

Dans un deuxième temps de ce travail, nous avons d'abord introduit la modélisation des convertisseurs DC/DC non normalisée, nous avons présenté la modélisation des convertisseurs statiques de type abaisseur(Buck) et élevateur (Boost) pour admettre l'application et possiblement l'adaptation des techniques de commandes sur ces derniers, La modélisation a montré que les convertisseurs DC-DC sont non linéaires (à part le Buck). Aussi, les performances en boucle ouverte qui on a constaté aussi de ces convertisseurs présentent beaucoup d'oscillations, il y a un dépassement et le temps de réponse est très élevé.

Pour résoudre ce problème, on a utilisé la commande par mode glissant pour améliorer les performances des convertisseurs étudiés.

Dans un deuxième temps de ce travail, on a parlé sure la technique de commande par mode glissant comme une idée sur la surface de glissement, puis les évolutions nécessaires à la commande par mode glissant.

D'après les résultats de la simulation obtenus, on conclut quelque point comme les performances des techniques de commande utilisées dont on a remarqué les différentes réponses avec succès, Le convertisseur DC-DC et les commandes ont effectué correctement leurs rôles. • Ces résultats, forts intéressants, montrent que l'utilisation d'une commande permet d'améliorer d'une manière considérable le rendement.

A la fin nous basent sur l'évaluation est l'application de cette technique sur les différents types des convertisseurs DC/DC et prospectivement, nous proposons de développer notre système pour des puissances assez élevées, mais malheureusement, le temps n'était pas a noter allé comme on aspire.

Bibliographie :

- [1] Z. Nadjat, « Contribution au Contrôle Robuste des Convertisseurs DC-DC » Mémoire doctorat en vue de l'obtention du diplôme de titre de Docteur en Sciences en Electrotechnique, Université de Batna 2, 2018.
- [2] L.Meryem « Commande par mode glissant des convertisseurs de puissance » Mémoire de fin d'études En vue de l'obtention du Diplôme de Master en Génie Électrique, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi 2016.
- [3] H. Assia, A. Lobna « Conception et simulation d'un convertisseur abaisseur DC/DC multi-phase » Présenté pour l'obtention du diplôme de Master Académique En Électronique Université Larbi Tébessi– Tébessa 09/06 /2021.
- [4] A. Rufer « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC » Cours d'électronique de puissance école polytechnique fédérale de lausanne .
- [5] B. NICOLAS « Contribution à la commande des convertisseurs statiques : Définition de lois de commutation à l'aide de la théorie des modes glissants » thèse présentée pour l'obtenir du titre de docteur de l'institut national polytechnique de toulouse en Génie Electrique le 25 septembre 1996,
- [6] Z.AZEDDINE « ETUDE EXPERIMENTALE D'UN CONVERTISSEUR DC/DC CONTROLER PAR UNE COMMANDE ROBUSTE » En vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique de l'Université de Batna/2014.
- [7] Ch. Ikram B. Mohammed Amine « La commande par mode glissant des hacheurs boost à deux niveau » Mémoire de fin d'étude Pour l'obtention du diplôme de Master en : électrotechnique Spécialité énergie et environnement école supérieure en sciences appliquées tlemcen 07 / 07 / 2019.
- [8] D. Imane « Etude d'un DC-DC de type SEPIC » en vue de l'obtention du Diplôme de Master en : Génie Electrique (GE) Université Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi 2016/2017 .
- [9] M. B. Abdenoure « Commande par mode de glissement des convertisseurs Buck et Boost intégrés dans un système photovoltaïque » En vue de l'obtention du diplôme de Magister en Génie électrique UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA: 2015 / 2016.
- [10] S. Ali « Etude et réalisation d'un hacheur Buck destiné à l'implémentation des commandes à base de DSP » En vue de l'obtention du diplôme de Magister en Energie et Réseaux Electriques université Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi 2015/2016.

[11] S. ishak « Etude et conception d'une commande non linéaire appliquée au convertisseur statique DC-DC » En vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique Option Commande Electrique Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arreridj 2020/2021.

[12] F. Ounis « Commande Prédictive des convertisseurs DC-DC » Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master en Informatique industrielle université E LARBI BEN M'HIDI DE OUM EL BOUAGHI 2009/2010.

Résumé

Le travail réalisé dans ce mémoire porte essentiellement sur la modélisation, le dimensionnement et le développement de commandes robustes et performantes des convertisseurs DC-DC de types Buck et Boost. Une étude théorique a été menée pour synthétiser des lois de commande par les performances en boucle ouverte (BO) et par mode glissant (SMC) dédiées aux convertisseurs suscités. La comparaison des résultats de simulations met en évidence l'intérêt de la commande par mode glissant intégral en raison de sa robustesse et de sa réactivité par rapport à la commande classique est on a visualisé le résultat.

Mot-clé :

Convertisseurs DC-DC, convertisseur Buck, convertisseur Boost, (SMC) Commande par mode glissant, (BO) Boucle ouverte.

Anglais

The work carried out in this dissertation essentially concerns the modelling, dimensioning and development of robust and high-performance commands for DC-DC converters of the Buck and Boost types. A theoretical study was conducted to synthesize control laws by open loop performance (BO) and by sliding mode (SMC) dedicated to aroused converters. The comparison of the results of simulations highlights the interest of the control by integral sliding mode because of its robustness and its reactivity compared to the traditional control.